

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 07-123728

(43) Date of publication of application : 12.05.1995

(51) Int.CI.

H02M 7/48

H02H 7/12

H02M 1/00

H02M 7/515

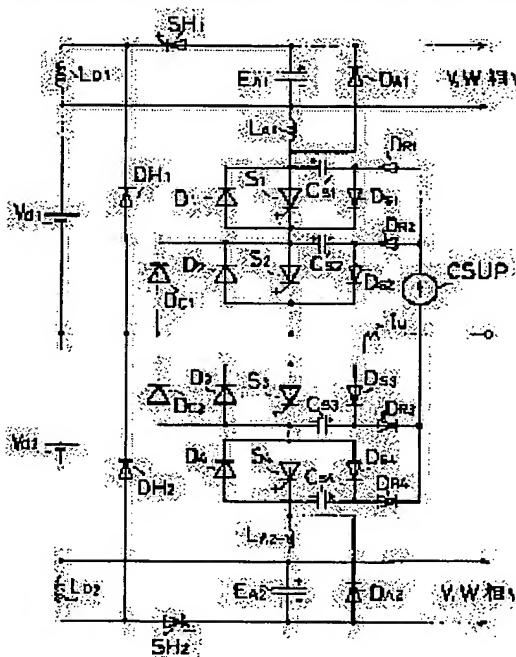
(21) Application number : 05-265294

(71) Applicant : TOSHIBA CORP

(22) Date of filing : 25.10.1993

(72) Inventor : TANAKA SHIGERU

(54) SNUBBER ENERGY REGENERATING DEVICE



(57) Abstract:

PURPOSE: To make the voltage discharging time of snubber capacitors sufficiently short without increasing the currents of self-extinguishing elements by connecting a constant-current source between the anodes of a first and a second regenerating diode and the cathodes of a third and fourth regenerating diode.

CONSTITUTION: A first and a second snubber circuit respectively composed of the serial circuits of snubber capacitors Cs1 and Cs2 and snubber diodes Ds1 and Ds2, which are respectively connected in parallel with a first and a second self-extinguishing element S1 and S2, are formed. Then a third and fourth snubber circuit respectively composed of the series circuits of snubber diodes Ds3 and Ds4 and snubber capacitors Cs3 and Cs4, which are respectively connected in parallel with a third and fourth self-extinguishing elements S3 and S4, are formed. In addition, a constant-current source CSUP is connected between the first and second regenerating diodes DR1 and DR2 of the first and second snubber circuits and the third and fourth regenerating diodes DR3 and DR4 of the third and fourth snubber circuits. Therefore, the energy of the snubber capacitors CS1-CS4 can be regenerated.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 31.08.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3311115

[Date of registration] 24.05.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

特開平7-123728

(43)公開日 平成7年(1995)5月12日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 02 M	7/48	K	9181-5H	
		C	9181-5H	
H 02 H	7/12	Z	9177-5G	
H 02 M	1/00	F	8325-5H	
	7/515	C	9181-5H	

審査請求 未請求 請求項の数2 OL (全 14 頁)

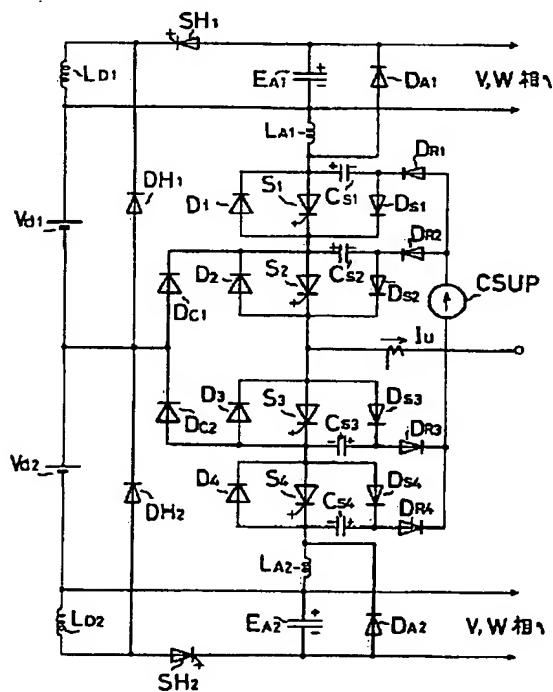
(21)出願番号	特願平5-265294	(71)出願人	000003078 株式会社東芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
(22)出願日	平成5年(1993)10月25日	(72)発明者	田中 茂 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝 府中工場内
		(74)代理人	弁理士 則近 憲佑

(54) 【発明の名称】 スナバエネルギ回生装置

(57) 【要約】

【目的】 本発明は、3 レベル出力以上のインバータのスナバ回路のエネルギーを回生するスナバエネルギー回生装置を提供することにある。

【構成】 第1、第2のGTOの第1、第2のスナバ回路は、スナバコンデンサとスナバダイオードの順で直列接続した回路で構成し、第3、第4のGTOの第3、第4のスナバ回路は、スナバダイオードとスナバコンデンサの順で直列接続した回路で構成した中性点クランプ式インバータにおいて、第1、第2のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1、第2の回生用ダイオードと、第3、第4のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第3、第4の回生用ダイオードと、この第3、第4の回生用ダイオードのカソードと第1、第2の回生用ダイオードのアノードとの間に定電流源を設けたスナバエネルギー回生装置。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流正母線と負母線との間に直列接続される2個の直流電源と、両端にアノードリクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第1乃至第4の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される帰還ダイオードと、直列接続点が前記直流電源の直列接続点に接続されカソードが前記第2の自己消弧素子のアノードに、アノードが前記第3の自己消弧素子のカソードに接続される第1、第2のクランプ用ダイオードと、前記第1、第2の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第1、第2のスナバ回路と、前記第3、第4の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第3、第4のスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第1、第2のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1、第2の回生用ダイオードと、前記第3、第4のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第3、第4の回生用ダイオードと、この第3、第4の回生用ダイオードのカソードと前記第1、第2の回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したスナバエネルギー回生装置。

【請求項2】 直流正母線と負母線との間に直列接続されるN個(Nは2以上の整数)の直流電源と、両端にアノードリクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第1乃至第M(M=2N)の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される第1乃至第Mの帰還ダイオードと、前記自己消弧素子の導通モードに応じて出力端子の電位を前記N個の直流電源の各接続点の電位にクランプする第1乃至第(M-2)のクランプ用ダイオードと、前記第1乃至第Nの自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第1乃至第Nのスナバ回路と、前記第(N+1)乃至第Mの自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第(N+1)乃至第Mのスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第1乃至第Nのスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1乃至第Nの回生用ダイオードと、前記第(N+1)乃至第Mのスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第(N+1)乃至第Mの回生用ダイオードと、この第(N+1)乃至第Mの回生用ダイオードのカソードと前記第1乃至第Nの回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したスナバエネルギー回生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、3レベル以上の出力電圧を発生する電圧形自励変換器において、特に自己消弧素子のスイッチング動作に伴うスナバ回路のエネルギーを回生するスナバエネルギー回生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】図5は、従来のスナバ回路を具備した2レベル出力の電圧形インバータの構成図である。図中、Vd1, Vd2は電圧がVd1, Vd2の直流電圧源、S1, S2は自己消弧素子、D1, D2は帰還ダイオード、LAはアノードリクトル、LOAD-Uは負荷、Ds1Ds2はスナバダイオード、Cs1, Cs2はスナバコンデンサ、Rs1, Rs2はスナバ抵抗である。

【0003】このインバータの出力電圧Vuは、直流電源電圧をVd1=Vd2=Vd/2とした場合、素子S1がオン(S2はオフ)のとき、Vu=+Vd/2

素子S2がオン(S1はオフ)のとき、Vu=-Vd/2となる。従って、素子S1のオン期間を長くすれば出力電圧Vuを正側に大きくすることができ、反対に、素子S2のオン期間を長くすれば出力電圧Vuを負側に大きくすることができる。

【0004】インバータの出力電圧を調整する方法として、パルス幅変調制御(PWM制御)が一般に良く知られている。PWM制御により、負荷LOAD-Uに可変電圧可変周波数の交流電力を供給することができ、交流電動機を駆動する電力変換器などに広く用いられている。

【0005】インバータの構成素子S1, S2として、ゲートターンオフサイリスタ(GTO)等の自己消弧素子(以後、単に素子と記す)が使われる。アノードリクトルLAは素子S1, S2の電流変化率(d i/d t)を抑制し、素子S1, S2が壊れるのを防止している。

【0006】即ち、負荷電流Iuが図示の方向に流れている場合、素子S1がオフしたとき電流IuはダイオードD2を通って流れ。アノードリクトルLAは、素子S1がオンしたとき帰還ダイオードD2がオフ状態になるまで、直流電源Vdによる短絡電流が増大するのを抑制する働きをする。

【0007】同様に、負荷電流Iuが図示と反対方向に流れている場合、素子S2がオフしたとき電流IuはダイオードD1を通って流れ。アノードリクトルLAは、素子S2がオンしたとき帰還ダイオードD1がオフ状態になるまで、直流電源Vdによる短絡電流が増大するのを抑制する働きをする。

【0008】スナバ回路は素子S1又はS2がオフしたとき、アノードリクトルLAや配線のインダクタンス分によって発生するサージ電圧を吸収する役目をする。即ち、スナバ回路が無い場合、素子S1がオフすると、

負荷電流 I_L は前述のように帰還ダイオード $D2$ を介して循環するが、アノードリクトル LA に負荷電流が流れ込むとき、 $LA \cdot (di/dt)$ の電圧が発生し、素子 $S1$ に過大な電圧が印加され、素子を破壊してしまう。スナバ回路を接続することにより、素子 $S1$ がオフしたとき、アノードリクトル LA のエネルギーはダイオード $Ds1$ を介してスナバコンデンサ $Cs1$ に蓄積され、コンデンサ $Cs1$ を図示の極性に充電する。コンデンサ $Cs1$ に充電された電圧は、素子 $S1$ が次にオンした時抵抗 R_{s1} を介して放電し、その次のターンオフに備える。素子 $S2$ のスナバ回路も同様に動作する。この従来のスナバ回路では、スナバコンデンサ $Cs1$ 、 $Cs2$ に蓄積されたエネルギーは全て抵抗 R_{s1} 、 R_{s2} によって消費され、熱となってしまう。この熱損失は素子 $S1$ 、 $S2$ のスイッチング周波数に比例し、チョッパ装置やインバータ装置の変換効率を低下させるだけでなく、装置寸法を増大させる欠点がある。同時に、大容量機ともなると、その冷却法も難しくなってくる。

【0009】これを解決するためにスナバエネルギーの回生法が例えば特公昭62-15023号公報、或いは U. S. Pat. 4, 566, 051 で提案されている。一方、インバータの出力電圧として、(+, 0, -) の 3 レベルの電圧が得られる中性点クランプ式インバータ等が開発され、大容量の交流可変速モータの電源等に使われるようになってきた。

【0010】図 6 は、この中性点クランプ式インバータに従来のスナバ回生装置を適用した場合の構成図を示す。図中、 $Vd1$ 、 $Vd2$ は電圧が $Vd1$ 、 $Vd2$ である直流電圧源、 $S1$ 乃至 $S4$ は素子、 $D1$ 乃至 $D4$ は帰還ダイオード、 $Dc1$ 、 $Dc2$ はクランプ用ダイオード、 $LA1$ 、 $LA2$ はアノードリクトル、LOAD-U は負荷、 $Ds1$ 乃至 $Ds4$ はスナバダイオード、 $Cs1$ 乃至 $Cs4$ はスナバコンデンサ、 $Rs2$ 、 $Rs3$ はスナバ抵抗、 $E01$ 、 $E02$ は補助電源、 $D01$ 、 $D02$ は回生用ダイオードである。

【0011】中性点クランプ式インバータは素子 $S1$ ～ $S4$ が 2 個ずつオンし、3 レベルの出力電圧を発生する。即ち、このインバータの出力電圧 Vu は、直流電源電圧を $Vd1 = Vd2 = Vd / 2$ とした場合、

素子 $S1$ と $S2$ がオン ($S3$ 、 $S4$ はオフ) のとき、 $Vu = +Vd / 2$

素子 $S2$ と $S3$ がオン ($S1$ 、 $S4$ はオフ) のとき、 $Vu = 0$

素子 $S3$ と $S4$ がオン ($S1$ 、 $S2$ はオフ) のとき、 $Vu = -Vd / 2$

となる。素子が 3 個同時にオンすると、電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子 $S1$ と $S3$ は逆動作をさせ、同時にオンしないようにゲート信号を与え、又、素子 $S2$ と $S4$ は逆動作をさせ、同時にオンしないようにゲート信号を与えている。

【0012】素子 $S1$ のスナバ回生回路は次のように動

作する。即ち、素子 $S1$ がオフすると、リアクトル $LA1$ 、 $LA2$ 等のエネルギーはスナバコンデンサ $Cs1$ に蓄えられる。この結果、スナバコンデンサ $Cs1$ は図示の極性に充電される。このとき、コンデンサ $Cs1$ に印加される電圧 $Vc1$ は電源電圧 $Vd1$ と上記補助電源 $E01$ の和にほぼ等しくなる。次に、素子 $S1$ がオンすると、コンデンサ $Cs1$ の電圧は回生用ダイオード $D01$ → 補助電源 $E01$ → アノードリクトル $LA1$ → 素子 $S1$ → スナバコンデンサ $Cs1$ の回路で放電する。この時、流れる電流は $Cs1$ と $LA1$ による共振電流 IR である。コンデンサ $Cs1$ の電圧 $Vc1$ が零になったところで放電が完了する。その、電流 IR は、リアクトル $LA1$ → スナバダイオード $Ds1$ → 回生用ダイオード $D01$ → 補助電源 $E01$ → リアクトル $LA1$ の経路で流れ、エネルギーが補助電源 $E01$ に回生される。

【0013】補助電源 $E01$ は回生能力のある直流電源で、例えば、直流コンデンサに一旦エネルギーを蓄積し、該直流電力を PWM 制御インバータで交流電力に変換する。該交流電力をトランスを介して交流電源に回生する方法と、更に、整流器で直流に変換して主回路の直流電源 Vd に回生する方法が考えられる。いずれの場合も直流電圧 $E01$ が一定になるように PWM 制御インバータによって制御される。補助電源の電圧 $E01$ は、通常、主回路の直流電源電圧 Vd より 1 桁程度低い値に選ばれる。なぜなら、補助電源の電圧 $E01$ をあまり高くすると、素子 $S1$ がオフしたときスナバコンデンサ $Cs1$ に印加される電圧 $Vc1$ が高くなり、結果的に素子 $S1$ の印加電圧も高くなつて耐圧の高い素子が必要になつてしまつてある。

【0014】素子 $S4$ のスナバ回生回路も同様に動作する。また、素子 $S2$ と $S3$ は補助電源 $E01$ あるいは $E02$ にエネルギーを回生することが難しいので、従来のスナバ回路を用い、抵抗 R_{s2} 、 R_{s3} にエネルギーを消費させる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】この従来のスナバ回生装置は次のような問題点がある。即ち、素子 $S1$ がオンすると、 $Vc1 - E01$ の電圧がアノードリクトル $LA1$ に印加され、次式で示されるようなコンデンサ $Cs1$ とアノードリクトル $LA1$ による共振電流 IR が流れる。

【0016】

$IR = (Cs1 / LA1) \cdot (Vc1 - E01) \cdot \omega R t$
ここで、 ωR は共振角周波数である。例えば、 $Vd1 = Vd2 = 2,000$ V, $Cs = 6 \mu F$, $LA = 15 \mu H$ とすると、 $Vc1 - E01 = Vd1$ であるから、 IR の最大値は、1,265A になる。素子 $S1$ には、この共振電流 IR に加えて負荷電流 I_L も流れる。負荷電流を $I_L = 1,500$ A とすると、素子 $S1$ がオンしたときに流れる電流の最大値は、2,765A になつてしまつ。

【0017】このように、従来のインバータのスナバエネルギー回生装置では、スナバコンデンサ $Cs1$ の電圧を放電させる時に過大な電流を素子 $S1$ に流すことになり、

その分素子の電流容量を大きくせざるを得なくなる。主回路を構成する素子の電流容量を増加させることは、装置のコストを高くするだけでなく、素子の損失を増加させ、形状寸法を増大させてしまうことにつながる。

【0018】また、中性点クランプ式インバータでは、素子S2とS3のスナバコンデンサCs2, Cs3のエネルギーを補助電源E01, E02に回生することが難しく、図6に示すようにスナバ抵抗Rs2, Rs3にエネルギーを消費させていた。そのため、従来のスナバ回路の問題点である運転効率の低下および冷却装置の増加が本質的に解決されない欠点があった。

【0019】本発明は、前述の点に鑑みなされたものであって多レベル出力のインバータ或いはコンバータにおいて、該インバータ或いはコンバータを構成する全ての素子のスナバコンデンサのエネルギーを回生できるようにし、かつ、素子のターンオン時の電流増加を抑制したスナバエネルギー回生装置を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため本発明のスナバエネルギー回生装置は、直流正母線と負母線との間に直列接続される2個の直流電源と、両端にアノードリクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第1乃至第4の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される帰還ダイオードと、直列接続点が前記直流電源の直列接続点に接続されカソードが前記第2の自己消弧素子のアノードに、アノードが前記第3の自己消弧素子のカソードに接続される第1、第2のクランプ用ダイオードと、前記第1、第2の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第1、第2のスナバ回路と、前記第3、第4の自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第3、第4のスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第1、第2のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1、第2の回生用ダイオードと、前記第3、第4のスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第3、第4の回生用ダイオードと、この第3、第4の回生用ダイオードのカソードと前記第1、第2の回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したことを特徴とするものである。

【0021】又、本発明の他のスナバエネルギー回生装置は、直流正母線と負母線との間に直列接続されるN個(Nは2以上の整数)の直流電源と、両端にアノードリクトルを有し、前記直流正負母線間に接続される第1乃至第M(M=2N)の自己消弧素子の直列回路と、前記自己消弧素子にそれぞれ逆並列接続される第1乃至第Mの帰還ダイオードと、前記自己消弧素子の導通モードに応じて出力端子の電位を前記N個の直流電源の各接続

点の電位にクランプする第1乃至第(M-2)のクランプ用ダイオードと、前記第1乃至第Nの自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバコンデンサとスナバダイオードの順の直列接続回路から成る第1乃至第Nのスナバ回路と、前記第(N+1)乃至第Mの自己消弧素子にそれぞれ並列接続されるスナバダイオードとスナバコンデンサの順の直列接続回路から成る第(N+1)乃至第Mのスナバ回路を備えた電圧形自励変換器において、前記第1乃至第Nのスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのアノードにそれぞれのカソードが接続される第1乃至第Nの回生用ダイオードと、前記第(N+1)乃至第Mのスナバ回路のそれぞれのスナバダイオードのカソードにそれぞれのアノードが接続される第(N+1)乃至Mの回生用ダイオードと、この第(N+1)乃至Mの回生用ダイオードのカソードと前記第1乃至第Nの回生用ダイオードのアノードとの間に接続される定電流源を具備したことを特徴とするものである。

【0022】

【作用】前述のように構成された、本発明のスナバエネルギー回生装置は、電圧形自励変換器を構成する自己消弧素子のスナバコンデンサのエネルギーを定電流源を介して回生するものである。

【0023】即ち、第1、第2の自己消弧素子がオンしている状態を(+)出力モード、第2、第3の自己消弧素子がオンしている状態を(0)出力モード、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態を(-)出力モード、とすれば、(0)出力モードから(+)出力モードに変化する時は、第1のスナバコンデンサCs1のエネルギー(電荷)は、第1のスナバコンデンサCs1→第2の自己消弧素子(S2)→第3のスナバダイオードDs3→第3の回生ダイオードDR3→定電流源CSUP→第1の回生ダイオードDR1→第1のスナバコンデンサCs1の経路で回生される。

【0024】(+)出力モードから(0)出力モードに変化する時は、第3のスナバコンデンサCs3のエネルギー(電荷)は、第3のスナバコンデンサCs3→第3の回生ダイオードDR3→定電流源CSUP→第2の回生用ダイオードDR2→第2のスナバダイオードDs2→第3の自己消弧素子S3→第3のスナバコンデンサCs3の経路で回生される。

【0025】(0)出力モードから(-)出力モードに変化する時は、第4のスナバコンデンサCs4のエネルギー(電荷)は、第4のスナバコンデンサCs4→第4の回生ダイオードDR4→定電流源CSUP→第2の回生用ダイオードDR2→第2のスナバダイオードDs2→第3の自己消弧素子S3→第4の自己消弧素子S4→第4のスナバコンデンサCs4の経路で回生される。

【0026】(-)出力モードから(0)出力モードに変化する時は、第2のスナバコンデンサCs2のエネルギー(電荷)は、第2のスナバコンデンサCs2→第2の自己消弧素子S2の導通モードに応じて出力端子の電位を前記N個の直流電源の各接続

消弧素子 S_2 → 第2のスナバダイオード D_{s2} → 第3の回生用ダイオード DR_3 → 定電流源 $CSUP$ → 第2の回生用ダイオード DR_2 → 第2のスナバコンデンサ C_{s2} の経路で回生される。

【0027】このように、出力モードが変化する毎にスナバコンデンサは1個づつ放電することになり定電流源 $CSUP$ としては、1個のスナバコンデンサの放電電流を制御するだけの容量で良い。

【0028】又、本発明の他のスナバエネルギー回生装置は、4レベル以上の出力を発生する電圧形自励変換器のスナバエネルギーを回生するものである。例えば、4レベル出力の電圧形自励変換器においては、第1、第2、第3の自己消弧素子がオンしている状態を $+Vd/2$ 出力モード、第2、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態を $+Vd/6$ 出力モード、第3、第4、第5の自己消弧素子がオンしている状態を $-Vd/6$ 出力モード、第4、第5、第6の自己消弧素子がオンしている状態を $-Vd/2$ 出力モード、とすれば、第1、第2、第3の自己消弧素子がオンしている状態から第2、第3、第4の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第4の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第4のスナバコンデンサ C_{s4} が放電する。

【0029】又、第2、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態から第3、第4、第5の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第5の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第5のスナバコンデンサ C_{s5} が放電する。

【0030】更に、第3、第4、第5の自己消弧素子がオンしている状態から第4、第5、第6の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第6の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第6のスナバコンデンサ C_{s6} が放電する。

【0031】更に又、第4、第5、第6の自己消弧素子がオンしている状態から第3、第4、第5の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第3の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第3のスナバコンデンサ C_{s3} が放電する。

【0032】このようにして、第2、第3、第4の自己消弧素子がオンしている状態から第1、第2、第3の自己消弧素子のオン状態へ変化するときは、新にオン状態となる第1の自己消弧素子のスナバコンデンサ即ち第1のスナバコンデンサ C_{s1} が放電する。

【0033】第4のスナバコンデンサ C_{s4} は、第4のスナバコンデンサ C_{s4} → 第4の回生用ダイオード DR_4 → 定電流源 $CSUP$ → 第3の回生用ダイオード DR_3 → 第3のスナバダイオード D_{s3} → 第4の自己消弧素子 S_4 → 第4のスナバコンデンサ C_{s4} の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ を介して回生される。

【0034】又、第5のスナバコンデンサ C_{s5} は、第5のスナバコンデンサ C_{s5} → 第5の回生用ダイオード DR_5

→ 定電流源 $CSUP$ → 第3の回生用ダイオード DR_3 → 第3のスナバダイオード D_{s3} → 第4の自己消弧素子 S_4 → 第5の自己消弧素子 S_5 → 第5のスナバコンデンサ C_{s5} の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ を介して回生される。

【0035】更に、第6のスナバコンデンサ C_{s6} は、第6のスナバコンデンサ C_{s6} → 第6の回生用ダイオード D_{R6} → 定電流源 $CSUP$ → 第3の回生用ダイオード DR_3 → 第3のスナバダイオード D_{s3} → 第4の自己消弧素子 S_4 → 第5の自己消弧素子 S_5 → 第6の自己消弧素子 S_6 → 第6のスナバコンデンサ C_{s6} の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ を介して回生される。

【0036】更に又、第3のスナバコンデンサ C_{s3} は、第3のスナバコンデンサ C_{s3} → 第3の自己消弧素子 S_3 → 第4の自己消弧素子 S_4 → 第5の自己消弧素子 S_5 → 第6のスナバダイオード D_{s6} → 第6の回生用ダイオード DR_6 → 定電流源 $CSUP$ → 第3の回生用ダイオード DR_3 → 第3のスナバコンデンサ C_{s3} の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ を介して回生される。

【0037】以下同様にして、第1のスナバコンデンサ C_{s1} は、第1のスナバコンデンサ C_{s1} → 第1の自己消弧素子 S_1 → 第2の自己消弧素子 S_2 → 第3の自己消弧素子 S_3 → 第4のスナバダイオード D_{s4} → 第4の回生用ダイオード DR_4 → 定電流源 $CSUP$ → 第1の回生用ダイオード DR_1 → 第1のスナバコンデンサ C_{s1} の経路で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ を介して回生される。

【0038】このように本発明によれば、4レベル出力以上のインバータでも1つの定電流源を設置することにより、全ての自己消弧素子のスナバコンデンサのエネルギーを回生することができるようになり、かつ、スナバコンデンサの放電電流の値は定電流源の値に等しくなり、従来装置で問題となったような過大な共振電流（放電電流）は無くなる。

【0039】

【実施例】図1は本発明の電圧形自励変換器のスナバエネルギー回生装置の一実施例を示す構成図である。ここでは、3レベル出力のインバータについてスナバエネルギー回生装置を示す。

【0040】図中、 Vd_1 , Vd_2 は電圧が Vd_1 , Vd_2 の直流電源、 LA_1 , LA_2 は電流抑制用アノードリニアクトル、 $S_1 \sim S_4$ は素子、 $D_1 \sim D_4$ は帰還ダイオード、 Dc_1 , Dc_2 はクランプ用ダイオード、 $C_{s1} \sim C_{s4}$ はスナバコンデンサ、 $D_{s1} \sim D_{s4}$ はスナバダイオード、 EA_1 , EA_2 は定電圧源、 DA_1 , DA_2 はアノードリニアクトル電圧クランプ用ダイオード、 $DR_1 \sim DR_4$ は回生用ダイオード、 $CSUP$ は直流定電流源、 SH_1 , SH_2 はショッパ用スイッチング素子、 DH_1 , DH_2 はショッパ用ダイオード、 LD_1 , LD_2 は直流リニアクトルである。

【0041】3レベル出力インバータでは、素子 $S_1 \sim S_4$ が2個ずつオンする。即ち、直流電源電圧を $Vd_1 =$

$Vd2 = Vd / 2$ とした場合、インバータの出力電圧 Vu は、

素子 $S1$ と $S2$ がオン ($S3, S4$ はオフ) の時、 $Vu = +Vd / 2$

素子 $S2$ と $S3$ がオン ($S1, S4$ はオフ) の時、 $Vu = 0$

素子 $S3$ と $S4$ がオン ($S1, S2$ はオフ) の時、 $Vu = -Vd / 2$

となる。

【0042】素子が3個同時にオンすると電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子 $S1$ と $S3$ は逆動作をさせ、素子 $S2$ と $S4$ は逆動作をさせ、同時にオンしないようにゲート信号を与える。

【0043】素子 $S2$ と $S3$ がオンしたとき、負荷電流 Iu の方向に関係なく出力端子 U の電圧 Vu はクランプ用ダイオード $Dc1, Dc2$ を介して直流電源の中点にクランプされるので、3レベル出力インバータを中性点クランプ式インバータとも呼んでいる。

【0044】アノードリックトル $LA1, LA2$ は素子 $S1 \sim S4$ のいずれかがオンした時の電流変化率 ($d v / d t$) を抑える役目をする。又、ダイオード $DA1, DA2$ 及び定電圧源 $EA1, EA2$ はアノードリックトル $LA1, LA2$ のサージ電圧を抑える役目をする。

【0045】即ち、素子 $S1$ と $S2$ がオンしている状態で、負荷電流 Iu が図の矢印の方向に流れているとき、素子 $S1$ がオフすると、負荷電流 Iu はクランプ用ダイオード $Dc1$ および素子 $S2$ を介して流れ始める。その結果、アノードリックトル $LA1$ に蓄積されたエネルギーによりサージ電圧が発生し、スナバコンデンサ $Cs1$ や素子 $S1$ 等の耐圧を脅かす恐れがある。しかし、サージ電圧が定電圧 $EA1$ の電圧より高くなると、ダイオード $DA1$ が導通し、 $LA1$ のエネルギーを定電圧源 $EA1$ に回生し、サージ電圧を $EA1$ より大きくしないようにしている。定電圧源 $EA1$ は主直流電源 Vd の電圧より一桁程度小さい値に選ばれる。定電圧源 $EA2$ およびダイオード $DA2$ も同様に動作する。

【0046】第1のチョッパ回路 ($SH1, DH1, LD1$) は上記定電圧源 $EA1$ に蓄積されたエネルギーを直流電源 $Vd1$ に回生する。即ち、電圧 $EA1$ が上昇してきた場合、チョッパ用スイッチング素子 $SH1$ をオンし、直流リックトル $LD1$ に流れる電流を増加させ、定電圧源 $EA1$ のエネルギーを直流リックトル $LD1$ に移す。電圧 $EA1$ が低くなってきたらスイッチング素子 $SH1$ をオフさせる。すると、直流リックトル $LD1$ に流れていた電流は、 $LD1 \rightarrow Vd1 \rightarrow DH1 \rightarrow LD1$ の経路で流れ、直流リックトル $LD1$ の蓄積エネルギーは直流電源 $Vd1$ に回生される。実際には、定電圧源 $EA1$ として直流平滑コンデンサを用い、該コンデンサの印加電圧が一定になるようにチョッパ回路を動作させる。同様に、第2のチョッパ回路 ($SH2, DH2, LD2$) は第2の定電圧源 $EA2$ に蓄積されたエネルギーを直流電源 $Vd2$ に回

生する。

【0047】次に、図1の装置のスナバエネルギーの回生動作を説明する。例えば、素子 $S2$ と $S3$ がオンしている場合 (素子 $S1$ と $S4$ はオフ) 、スナバコンデンサ $Cs1$ と $Cs4$ には図示の極性の約 ($Vd / 2$) の電圧が印加されている。このとき、直流定電流源 $CSUP$ の電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds2 \rightarrow Ds3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れている。

【0048】次に、素子 $S3$ がオフし、素子 $S1$ がオンすると、コンデンサ $Cs1$ の電圧によってダイオード $Ds1, Ds2, DR2$ が逆バイアスされ、電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR1 \rightarrow Cs1 \rightarrow S1 \rightarrow S2 \rightarrow Ds3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れ、コンデンサ $Cs1$ の電圧 $Vc1$ が零になるまでの時間 $\Delta T0$ は、電流 $I0$ を一定値とした場合、次式のようになる。

$$I0 = Vc1 \cdot Cs1 / 10$$

$Vc1 = 2,000 \text{ V}, Cs = 6 \mu\text{F}, I0 = 200 \text{ A}$ とした場合、 $\Delta T0 = 60 \mu\text{sec}$ となる。

【0050】コンデンサ電圧 $Vc1 = 0$ となったところで、再びスナバダイオード $Ds2$ が導通し、定電流源 $CSUP$ の電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds2 \rightarrow Ds3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れようになる。この後いつでも素子 $S1$ をオフしてもよい状態になっている。素子 $S1$ としては、 $\Delta T0 = 60 \mu\text{sec}$ の最少時間で確保すればよい。

【0051】素子 $S1$ と $S2$ がオンしているとき、素子 $S3, S4$ はオフで、スナバコンデンサ $Cs3$ と $Cs4$ に電圧が印加されている。この状態から、再び素子 $S1$ がオフし、素子 $S3$ がオンした場合、コンデンサ $Cs3$ の電圧 $Vc3$ によってダイオード $Ds3$ が逆バイアスされ、直流電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds2 \rightarrow S3 \rightarrow Cs3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れようになる。故に、コンデンサ $Cs3$ の電圧 $Vc3$ は定電流 $I0$ で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ に回生される。コンデンサ電圧 $Vc3 = 0$ となったところで、再びスナバダイオード $Ds3$ が導通し、定電流源 $CSUP$ の電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds2 \rightarrow Ds3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れようになる。この後、いつでも素子 $S3$ をオフしてもよい状態になっている。

【0052】素子 $S2$ と $S3$ がオンしている状態から、素子 $S2$ がオフし、素子 $S4$ がオンすると、コンデンサ $Cs4$ の電圧 $Vc4$ によってダイオード $DR3, Ds3, Ds4$ が逆バイアスされ、電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds2 \rightarrow S3 \rightarrow S4 \rightarrow Cs4 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れ、コンデンサ $Cs4$ の電圧を放電させる。コンデンサ $Cs4$ のエネルギーは定電流源 $CSUP$ に回生される。コンデンサ電圧 $Vc4 = 0$ となったところで、再びスナバダイオード $Ds3, DR3$ が導通し、定電流源 $CSUP$ の電流 $I0$ は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds2 \rightarrow Ds3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れようになる。この後、いつでも素子 $S4$ をオフしてもよい状態になっている。

【0053】素子 $S3$ と $S4$ がオンしている状態から、再び素子 $S4$ がオフし、素子 $S2$ がオンした場合、コン

デンサ Cs_2 の電圧 V_{c2} によってダイオード Ds_2 が逆バイアスされ、直流電流 I_0 は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Cs_2 \rightarrow S_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れようになる。故に、コンデンサ Cs_2 の電圧 V_{c2} は定電流 I_0 で放電し、そのエネルギーは定電流源 $CSUP$ に回生される。コンデンサ電圧 $V_{c2}=0$ となったところで、再びスナバダイオード Ds_2 が導通し、定電流源 $CSUP$ の電流 I_0 は、 $CSUP \rightarrow DR2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR3 \rightarrow CSUP$ の経路で流れようになる。この後、いつでも素子 S_2 をオフしてもよい状態になっていく。

【0054】この3レベル出力インバータでは、
(+), (0), (-) の出力電圧を発生するが、
(+) モードから (-) モードに直接変化することはあまりない。一旦、(0) 出力モードを介して変化するよう制御する。(+) モードから (0) モードに変化するときスナバコンデンサ Cs_3 が放電し、(0) モードから (-) モードに変化するときスナバコンデンサ Cs_4 が放電し、(-) モードから (0) モードに変化するときスナバコンデンサ Cs_2 が放電し、(0) モードから (+) モードに変化するときスナバコンデンサ Cs_1 が放電する。このように、4個のスナバコンデンサ $Cs_1 \sim Cs_4$ は1個ずつ放電するため、用意する定電流源 $CSUP$ の電流 I_0 の値は1個のコンデンサの放電時間を考慮して決定すればよい。

【0055】図2は本発明の直流定電流源 $CSUP$ の具体的な実施例の構成図を示す。直流定電流源 $CSUP$ は、交流電源AC、変圧器TR、他励コンバータSS、直流リアクトルL0、電流検出器CT0、電流設定器VP、比較器C0、直流電流制御補償回路G0(S)および位相制御回路PHCで構成されている。次に、この直流定電流源C-SUPの動作を説明する。

【0056】他励コンバータSSは3相交流を直流に変換する電力変換器で、例えば、サイリストラニッシュ6個をブリッジ結線し、その素子の点弧位相角を制御することにより、出力電圧 V_0 を正から負の値に変化させることができる。サイリストラニッシュの転流は交流電源電圧を利用して自然転流させる。

【0057】まず、電流検出器CT0により直流電流 I_0 を検出し、比較器C0に入力する。比較器C0は該電流検出値 I_0 と電流設定器VPからの電流設定値 I_0^* と比較し、偏差 $\varepsilon_0 = I_0^* - I_0$ を求める。該偏差 ε_0 は制御補償回路G0(S)により増幅され、位相制御回路PHCに電圧指令 e_0 として与えられる。位相制御回路PHCは他励コンバータSSの点弧位相角 α を制御するもので、サイリストラニッシュを自然転流させるために、交流電源ACの電圧 V_s に対し、交流電流 i_s の位相 α が常に遅れるように制御する。通常、余弦波制御が行われ、電圧指令 e_0 に対し、点弧位相角 $\alpha = \cos^{-1} e_0$ となるように制御される。他励コンバータSSの出力電圧 V_0 は交流電圧の実効値 V_s と前記点弧位相角 α で決定され、次式のようにな

$$【0058】 V_0 = k \cdot V_s \cdot \cos \alpha$$

即ち、 V_0 は前記電圧指令値 e_0 に比例した値となる。 e_0 が正のとき位相角 α は、 $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ となり、出力電圧 V_0 も正の値となる。また、 e_0 が負のとき位相角 α は、 $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ となり、出力電圧 V_0 は負の値となる。 V_0 が負の値のとき、電力は交流電源ACに回生される。

$$【0059】 I_0^* > I_0 \text{ のとき、偏差 } \varepsilon_0 \text{ は正の値と}$$

なり、電圧指令値 e_0 を増加させる。その結果、他励コンバータSSの出力電圧 V_0 を図の矢印の方向に増加させ、直流電流 I_0 を増やす。逆に、 $I_0^* < I_0$ となつた場合、偏差 ε_0 は負の値となり、電圧指令値 e_0 を減少させる。(負の値にする) その結果、他励コンバータSSの出力電圧 V_0 は図の矢印と反対方向になり、直流電流 I_0 を減少させる。このようにして直流電流 I_0 は指令値 I_0^* に一致するように制御される。電流指令値 I_0^* を一定値にすることにより直流電流 I_0 は常に一定に保たれる。

【0060】図1の装置にこの直流定電流源 $CSUP$ を用いた場合、次のようにしてスナバコンデンサのエネルギーを回生することができる。即ち、直流電流 I_0 は、通常、 $SS \rightarrow L_0 \rightarrow DR2 \rightarrow Ds_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR3 \rightarrow SS$ の経路で流れれる。例えば、前にも述べたように、素子 S_2, S_3 がオンしている状態から、素子 S_3 がオフし、素子 S_1 がオンすると、スナバコンデンサ Cs_1 の電圧によりスナバダイオード Ds_1, Ds_2 及び回生用ダイオード $DR2$ が逆バイアスされ、直流電流 I_0 は、 $SS \rightarrow L_0 \rightarrow DR1 \rightarrow Cs_1 \rightarrow S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow Ds_3 \rightarrow DR3 \rightarrow SS$ の経路に流れれる。このとき、スナバコンデンサ Cs_1 の電圧 V_{c1} によって直流電流 I_0 を増加させようとするが、前述の直流電流制御回路により他励コンバータの電圧 V_0 を負の値とし、電力を交流電源ACに回生する。即ち、 Cs_1 のエネルギーは定電流源 $CSUP$ を介して交流電源ACに回生することができる。

【0061】他のモードも同様に、各素子のスナバコンデンサのエネルギーを定電流源 $CSUP$ を介して交流電源ACに回生することができる。図3は本発明の別の実施例を示す構成図である。ここでは、4レベル出力のインバータについてスナバエネルギー回生装置を示す。

【0062】図中、 $Vd_1 \sim Vd_3$ は直流電源、 LA_1, LA_2 は電流抑制用アノードリアクトル、 $S_1 \sim S_6$ は素子、 $D_1 \sim D_6$ は帰還ダイオード、 $Dc_1 \sim Dc_4$ はクランプ用ダイオード、 $Cs_1 \sim Cs_6$ はスナバコンデンサ、 $Ds_1 \sim Ds_6$ はスナバダイオード、 EA_1, EA_2 は定電圧源、 DA_1, DA_2 はアノードリアクトル電圧クランプ用ダイオード、 $DR_1 \sim DR_6$ は回生用ダイオード、 $CSUP$ は直流定電流源である。

【0063】4レベル出力インバータでは、素子 $S_1 \sim S_6$ が3個ずつオンする。即ち、直流電源電圧を $Vd_1 = Vd_2 = Vd_3 = Vd / 3$ とし、 $Vd / 2$ を仮想の中点(零

電圧)として考えた場合、インバータの出力電圧 V_u は、

素子S1とS2とS3がオンの時、 $V_u = +Vd/2$

素子S2とS3とS4がオンの時、 $V_u = +Vd/6$

素子S3とS4とS5がオンの時、 $V_u = -Vd/6$

素子S4とS5とS6がオンの時、 $V_u = -Vd/2$

となる。素子が4個以上同時にオンすると、電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子S1とS4は逆動作をさせ、素子S2とS5は逆動作をさせ、素子S3とS6は逆動作させるようにゲート信号を与える。

【0064】素子S2とS3とS4がオンした時、負荷電流 I_u の方向に関係なく出力端子Uの電圧 V_u はクランプ用ダイオードDc1, Dc3を介して直流電源の $Vd1$ と $Vd2$ の接続点の電圧にクランプされる。また、素子S3とS4とS5がオンした時、負荷電流 I_u の方向に関係なく出力端子Uの電圧 V_u はクランプ用ダイオードDc2, Dc4を介して直流電源の $Vd2$ と $Vd3$ の接続点の電圧にクランプされる。

【0065】アノードリクトルLA1, LA2は素子S1～S6のいずれかがオンした時の電流変化率($d i/d t$)を抑える役目をする。又、ダイオードDA1, DA2および定電圧源EA1, EA2はアノードリクトルLA1, LA2のサージ電圧を抑える役目をすることは前に説明した。

【0066】次に、図3の装置のスナバエネルギーの回生動作を説明する。例えば、素子S2とS3とS4がオンしている場合(素子S1とS5とS6はオフ)、スナバコンデンサCs1とCs5とCs6には図示の極性にそれぞれ約($Vd/3$)の電圧が印加されている。このとき、直流定電流源CSUPの電流 I_0 は、CSUP→DR3→Ds3→Ds4→DR4→CSUPの経路で流れている。

【0067】次に、素子S4がオフし、素子S1がオンすると、コンデンサCs1の電圧によってダイオードDs1, Ds2, Ds3, DR2, DR3が逆バイアスされ、電流 I_0 は、CSUP→DR1→Cs1→S1→S2→S3→Ds4→DR4→CSUPの経路で流れ、コンデンサCs1の電圧を放電させる。

【0068】コンデンサCs1の電圧 $Vc1$ が零になるまでの時間 ΔT_0 は、電流 I_0 を一定値とした場合、次式のようになる。

$$\Delta T_0 = Vc1 \cdot Cs1 / I_0$$

$Vc1 = 2,000 \text{ V}$, $Cs = 6 \mu\text{F}$, $I_0 = 200 \text{ A}$ とした場合、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$ となる。

【0069】コンデンサ電圧 $Vc1=0$ となったところで、再びダイオードDs3, DR3が導通し、定電流源CSUPの電流 I_0 は、CSUP→DR3→Ds3→Ds4→DR4→CSUPの経路で流れようになる。この後いつでも素子S1をオフしてもよい状態になっている。素子S1としては、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$ の最少オン時間を確保すればよい。

【0070】素子S1とS2とS3がオンしていると

き、素子S4とS5とS6はオフで、スナバコンデンサCs4～Cs6に電圧が印加されている。この状態から、再び素子S1がオフし、素子S4がオンした場合、コンデンサCs4の電圧 $Vc4$ によってダイオードDs4が逆バイアスされ、直流電流 I_0 は、CSUP→DR3→Ds3→S4→Cs4→DR4→CSUPの経路で流れようになる。故に、コンデンサCs4の電圧 $Vc4$ は定電流 I_0 で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。コンデンサ電圧 $Vc4 = 0$ となったところで、再びスナバダイオードDs4が導通し、定電流源CSUPの電流 I_0 は、CSUP→DR3→Ds3→Ds4→DR4→CSUPの経路で流れようになる。この後、いつでも素子S4をオフしてもよい状態になっている。

【0071】他のスナバコンデンサCs2, Cs3, Cs5, Cs6の放電も同様に行われ、それらのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。この4レベル出力インバータでは、前述のように、 $(+Vd/2)$, $(+Vd/6)$, $(-Vd/6)$, $(-Vd/2)$ の出力電圧を発生するが、各モードは段階を経て変化するように制御される。

【0072】 $(+Vd/2)$ モードから $(+Vd/6)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs4が放電し、 $(+Vd/6)$ モードから $(-Vd/6)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs5が放電し、 $(-Vd/6)$ モードから $(-Vd/2)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs6が放電し、 $(-Vd/2)$ モードから $(-Vd/6)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs3が放電し、 $(-Vd/6)$ モードから $(+Vd/6)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs2が放電し、 $(+Vd/6)$ モードから $(+Vd/2)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs1が放電する。このように、6個のスナバコンデンサCs1～Cs6は1個ずつ放電するため、用意する定電流源CSUPの電流 I_0 の値は1個のコンデンサの放電時間を考慮して決定すれば良い。

【0073】図4は本発明の更に別の実施例を示す構成図である。ここでは、5レベル出力のインバータについてスナバエネルギー回生装置を示す。図中、 $Vd1$ ～ $Vd4$ は直流電源、LA1, LA2は電流抑制用アノードリクトル、S1～S8は素子、D1～D8は帰還ダイオード、Dc1～Dc6はクランプ用ダイオード、Cs1～Cs8はスナバコンデンサ、Ds1～Ds8はスナバダイオード、EA1, EA2は定電圧源、DA1, DA2はアノードリクトル電圧クランプ用ダイオード、DR1～DR8は回生用ダイオード、CSUPは直流定電流源である。

【0074】5レベル出力インバータでは、素子S1～S8が4個ずつオンする。即ち、直流電源電圧を $Vd1 = Vd2 = Vd3 = Vd4 = Vd/4$ とし、 $Vd/2$ を仮想の中点(零電圧)として考えた場合、インバータの出力電圧 V_u は、

素子S1とS2とS3とS4がオンの時、 $V_u = +Vd/2$

素子S2とS3とS4とS5がオンの時、 $V_u = +Vd$

/4

素子S3とS4とS5とS6がオンの時、 $V_u = 0$
素子S4とS5とS6とS7がオンの時、 $V_u = -V_d$

/4

素子S5とS6とS7とS8がオンの時、 $V_u = -V_d$

/2

となる。素子が5個以上同時にオンすると、電源短絡を起こし、素子を壊してしまう。故に、素子S1とS5は逆動作をさせ、素子S2とS6は逆動作をさせ、素子S3とS7は逆動作させ、素子S4とS8は逆動作させるようにゲート信号を与える。

【0075】素子S2とS3とS4とS5がオンした時、負荷電流 I_u の方向に關係なく出力端子Uの電圧 V_u はクランプ用ダイオードDc1, Dc4を介して直流電源の V_{d1} と V_{d2} の接続点の電圧にクランプされる。また、素子S3とS4とS5とS6がオンした時、負荷電流 I_u の方向に關係なく出力端子Uの電圧 V_u はクランプ用ダイオードDc2, Dc5を介して直流電源の V_{d2} と V_{d3} の接続点(中点)の電圧にクランプされる。

【0076】同様に、素子S4とS5とS6とS7がオンした時、負荷電流 I_u の方向に關係なく出力端子Uの電圧 V_u はクランプ用ダイオードDc3, Dc6を介して直流電源の V_{d3} と V_{d4} の接続点の電圧にクランプされる。

【0077】アノードリーアクトルLA1, LA2は素子S1～S8のいずれかがオンした時の電流変化率(d_i/dt)を抑える役目をする。又、ダイオードDA1, DA2および定電圧源EA1, EA2はアノードリーアクトルLA1, LA2のサージ電圧を抑える役目をする。

【0078】次に、図4の装置のスナバエネルギーの回生動作を説明する。例えば、素子S2とS3とS4とS5がオンしている場合(素子S1とS6とS7とS8はオフ)、スナバコンデンサCs1とCs6とCs7とCs8には図示の極性の極性にそれぞれ約($V_d/4$)の電圧が印加されている。このとき、直流定電流源CSUPの電流 I_0 は、CSUP→DR4→Ds4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れている。

【0079】次に、素子S5がオフし、素子S1がオンすると、コンデンサCs1の電圧によってダイオードDs1, Ds2, Ds3, Ds4, DR2, DR3, DR4が逆バイアスされ、電流 I_0 は、CSUP→DR1→Cs1→S1→S2→S3→S4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れ、コンデンサCs1の電圧を放電させる。

【0080】コンデンサCs1の電圧 V_{c1} が零になるまでの時間 ΔT_0 は、電流 I_0 を一定値とした場合、次式のようになる。

$$\Delta T_0 = V_{c1} \cdot C_{s1} / I_0$$

$V_{c1} = 2,000 \text{ V}$, $C_s = 6 \mu\text{F}$, $I_0 = 200 \text{ A}$ とした場合、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$ となる。

【0081】コンデンサ電圧 $V_{c1} = 0$ となったところで、再びダイオードDs4が導通し、定電流源CSUPの電流

I_0 は、CSUP→DR4→Ds4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れようになる。この後いつでも素子S1をオフしてもよい状態になっている。素子S1としては、 $\Delta T_0 = 60 \mu\text{sec}$ の最少オン時間を確保すればよい。

【0082】素子S1とS2とS3とS4がオンしているとき、素子S5とS6とS7とS8はオフで、スナバコンデンサCs5～Cs8に電圧が印加されている。この状態から、再び素子S1がオフし、素子S5がオンした場合、コンデンサCs5の電圧 V_{c5} によってダイオードDs5が逆バイアスされ、直流電流 I_0 は、CSUP→DR4→Ds4→S5→Cs5→DR5→CSUPの経路で流れようになる。故に、コンデンサCs5の電圧 V_{c5} は定電流 I_0 で放電し、そのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。コンデンサ電圧 $V_{c5} = 0$ となったところで、再びスナバダイオードDs5が導通し、定電流源CSUPの電流 I_0 は、CSUP→DR4→Ds4→Ds5→DR5→CSUPの経路で流れようになる。この後、いつでも素子S5をオフしてもよい状態になっている。他のスナバコンデンサCs2, Cs3, Cs4, Cs6, Cs7, Cs8の放電も同様に行われ、それらのエネルギーは定電流源CSUPに回生される。

【0083】この5レベル出力インバータでは、前述のように、 $(+V_d/2)$, $(+V_d/4)$, (0) , $(-V_d/4)$, $(-V_d/2)$ の出力電圧を発生するが、各モードは段階を経て変化するように制御される。

【0084】 $(+V_d/2)$ モードから $(+V_d/4)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs5が放電し、 $(+V_d/4)$ モードから (0) モードに変化するときスナバコンデンサCs6が放電し、 $(-V_d/6)$ モードから $(-V_d/2)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs6が放電し、 (0) モードから $(-V_d/4)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs7が放電し、 $(-V_d/4)$ モードから $(-V_d/2)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs8が放電し、 $(-V_d/2)$ モードから $(-V_d/4)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs4が放電し、 $(-V_d/4)$ モードから (0) モードに変化するときスナバコンデンサCs3が放電し、 (0) モードから $(+V_d/4)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs2が放電し、 $(+V_d/4)$ モードから $(+V_d/2)$ モードに変化するときスナバコンデンサCs1が放電する。このように、8個のスナバコンデンサCs1～Cs8は1個ずつ放電するため、用意する定電流源CSUPの電流 I_0 の値は1個のコンデンサの放電時間を考慮して決定すれば良い。

【0085】6レベル出力以上のインバータについても同様に多数のスナバコンデンサのエネルギーを1つの定電流源CSUPに回生するように構成できる。このように、本発明の電圧形自動変換器のスナバエネルギー回生装置によれば、る素子がターンオンしたときのスナバコンデンサの放電電流は定電流源CSUPからの一定電流 I_0 となり、従来の装置で問題となった過大な放電電流が流れること

はなくなる。しかも、3レベル以上のインバータでも1つの定電流源で簡単な構成で複数のスナバコンデンサのエネルギーを回生することが可能となる。

【0086】以上はインバータ1相分(U相)について説明したが、2相出力以上のインバータでも同様に達成することは言うまでもない。又、インバータのみならず交流を直流に変換するコンバータにも同様に適用できる。更に、定電流源CSUPとして、他励コンバータについて説明したが、自励コンバータでも同様に達成できる。要は回生能力のある定電流源であればよい。

【0087】

【発明の効果】以上説明のように、本発明のスナバエネルギー回生装置によれば、主回路を構成する自己消弧素子に流れる電流を増大させることなく、且つスナバコンデンサ電圧の放電時間を十分短くすることが可能となり、自己消弧素子の最少オン時間を小さくすることができる。その結果、PWM制御の制御範囲が広がり、更に、高いスイッチング周波数でも制御できるようになる。しかも3レベル出力以上インバータでも1つの定電流源で簡単に構成で複数のスナバコンデンサのエネルギーを回生することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスナバエネルギー回生装置の一実施例を

示す構成図。

【図2】【図1】のスナバエネルギー回生装置の定電流源の具体例を示す構成図。

【図3】本発明のスナバエネルギー回生装置の別の実施例を示す構成図。

【図4】本発明のスナバエネルギー回生装置の更に別の実施例を示す構成図。

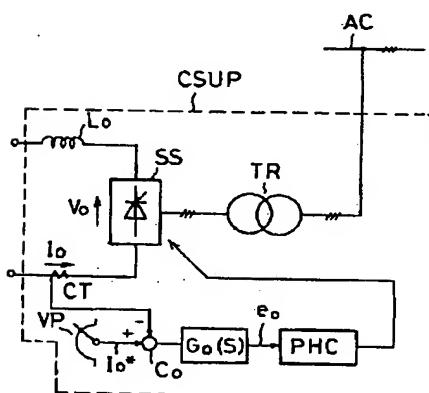
【図5】従来の電圧形インバータのスナバ回路を示す構成図。

【図6】従来の電圧形インバータのスナバエネルギー回生装置の構成図。

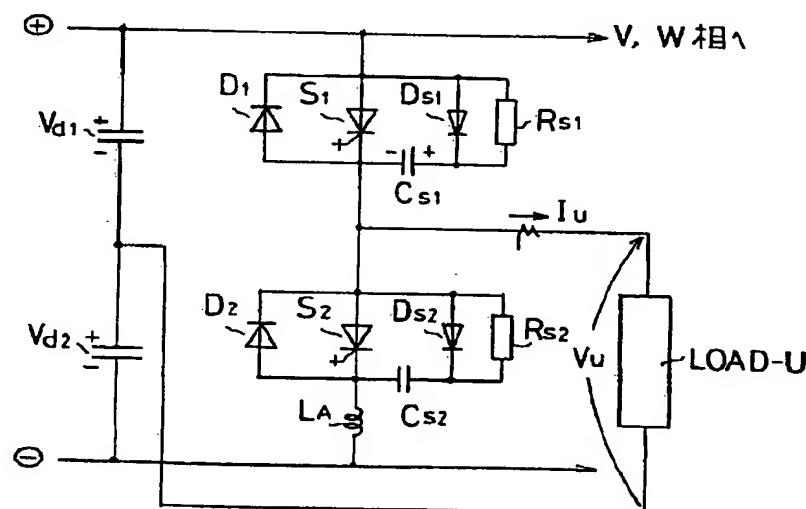
【符号の説明】

Vd1~Vd4直流電源
LA1~LA1アノードリクトル
EA1, EA2定電圧源
DA1, DA2ダイオード
S1~S8自己消弧素子
D1~D8帰還ダイオード
LOAD負荷
Dc1~Dc8クランプ用ダイオード
Cs1~Cs8スナバコンデンサ
D1~Ss8スナバダイオード
DR1~DR6回生用ダイオード

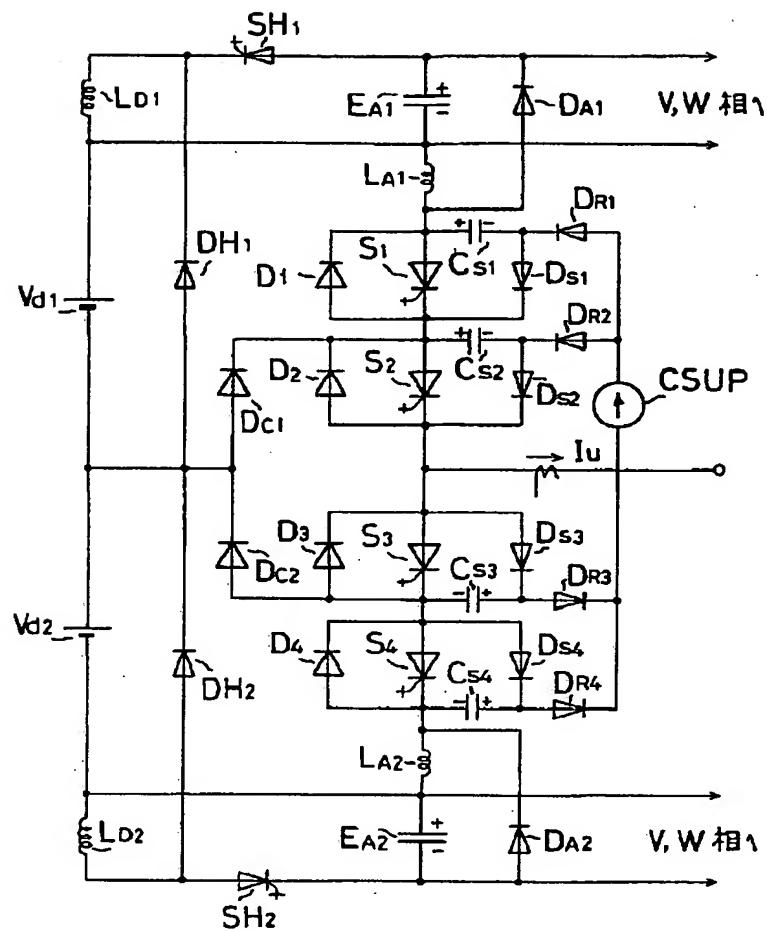
【図2】



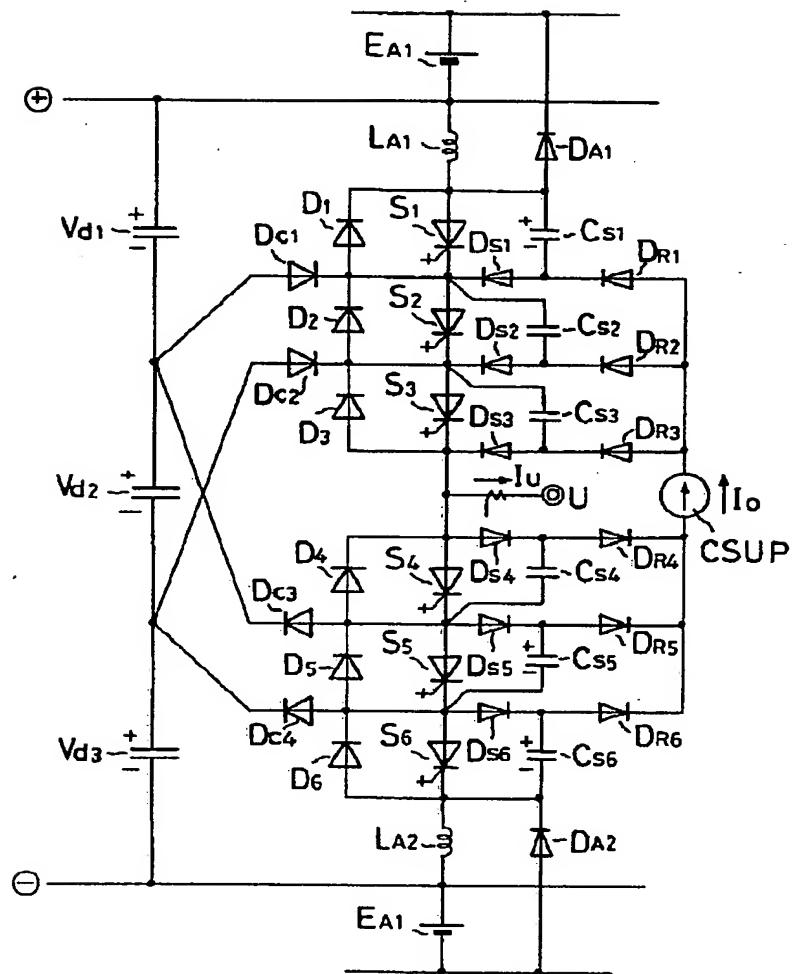
【図5】



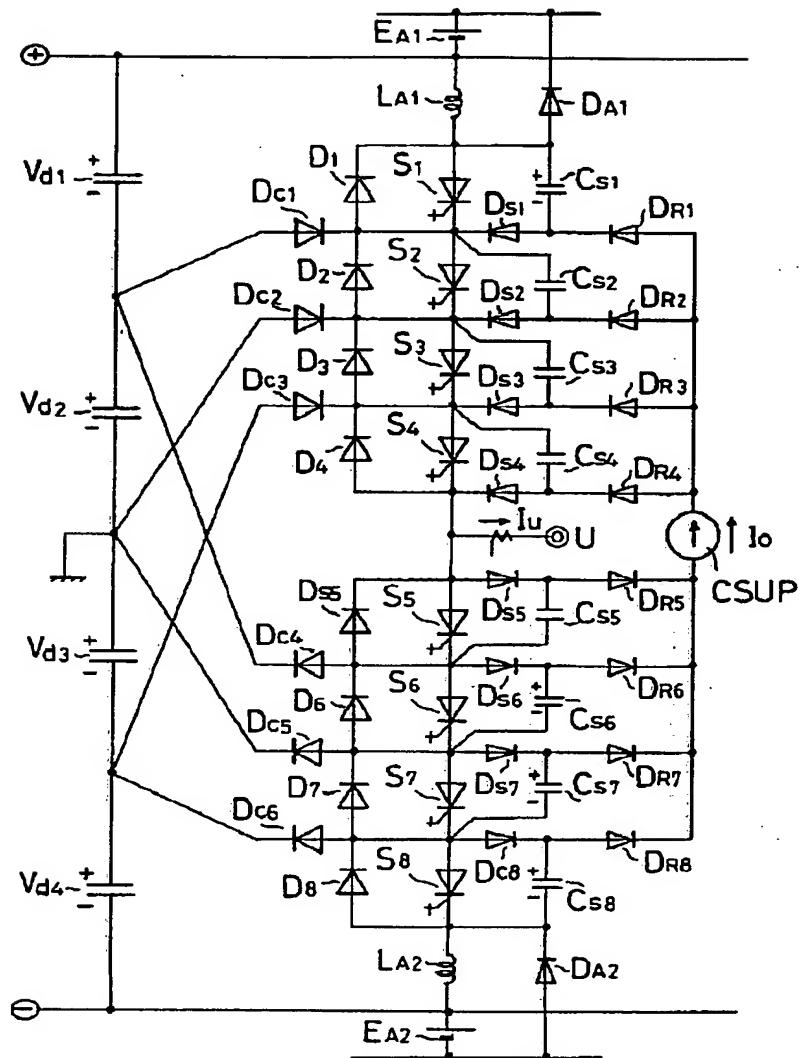
【図1】



【図3】



【図4】



【図6】

